DOI：10.13195/j.cd.2004.10.99.liyy.024

第 19 卷 第 10 期 控 制 与 决 策 2004 年 10 月
Vol. 19 No. 10 Control and Decision Oct. 2004

文章编号: 1001-0920(2004) 10-1178-05

参数不确定时滞系统的鲁棒 PID 控制

李银伢, 盛安冬, 王远钢
(南京理工大学 自动化系, 江苏 南京 210094)

摘 要: 提出一种简单而有效的参数不确定时滞系统鲁棒 PID 控制器设计方法. 通过在 k_p-k_i 平面上绘制稳定边界线, 确定稳定的 PID 控制器参数区域; 推导了一阶不稳定时滞系统 PI 控制器和 PID 控制器的存在性条件; 基于推广到时滞系统的棱边定理, 确定所有鲁棒 PID 控制器参数集. 仿真实例表明了该方法的优越性.

关键词: 时滞系统; 参数不确定性; 鲁棒稳定性; PI 控制; PID 控制
中图分类号: TP273 文献标识码: A

Robust control design for time-delay systems with parameter uncertainties using the PID controller

LI Yin-ya, SHENG An-dong, WANG Yuan-gang
(Department of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China. Correspondent: LI Yin-ya, E-mail: lyinya178@sohu.com)

Abstract: A simple and efficient method for the design of robust PID controllers for time-delay systems with parameter uncertainties is presented. The method is based on plotting the stability boundary locus in the k_p-k_i plane and then calculating stabilizing values of the parameters of a PID controller. Moreover, a necessary condition for the existence of a PI controller or a PID controller to simultaneously stabilize the open-loop unstable time-delay systems is also derived. The complete set of robust PID controller parameters is determined by the edge theorem extended to time-delay systems. Examples are given to show the benefit of the presented method.

Key words: time-delay systems; parametric uncertainty; robust stability; PI control; PID control

1 引 言

工业控制过程由于机理复杂以及时变、时滞、非线性和耦合等原因, 使其精确的数学模型很难建立, 而其广义传递函数可用一阶惯性环节加一纯时滞过程来近似[1], 实践证明这种近似是有其适应性的. 尽管现代最优控制技术发展迅速, 如 H_2 和 H_∞ 鲁棒控制技术[2,3], 但至少存在以下两方面原因, 使 H_2 和 H_∞ 控制技术并不能直接应用于工程实际: 一方面由于扰动的引入将带来控制器设计的保守性; 另一方面由于 H_2 和 H_∞ 控制器本身阶次高、结构复杂, 使其直接应用于工程实际受到很大的阻碍[4]. 因此, 寻求结构简单和阶次低且具有鲁棒控制性能的控制器, 已成为鲁棒控制发展的一个新的研究方向[5,6].

PID 控制器结构简单且易于实现, 迎合了人们对这种控制器的强烈需求, 因而在工程实践中得到广泛的应用. 许多学者对工业控制过程中这类参数不确定对象的 PID 控制进行了长期的研究和探讨. Ziegler 和 Nichols 提出了著名的Z-N 整定公式[7]. 为克服时滞现象对控制系统的影响, 文献[8] 提出了

收稿日期: 2003-12-04; 修回日期: 2004-03-22.
基金项目: "十五"预研兵器基金资助项目(BZJ04020).
作者简介: 李银伢(1976—), 男, 湖南衡阳人, 博士生, 从事时滞系统、PID 控制的研究; 盛安冬(1964—), 男, 浙江海盐人, 教授, 博士生导师, 从事火力控制、满意滤波等研究.

?1994-2018 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

著名的Smith 预估器. 近年来, Silva对一阶参数不确定时滞系统的鲁棒 PID 控制进行深入研究, 推导出求取所有鲁棒 PID 控制器参数区域的算法[5, 6].

一般情况下, 工业控制过程中的系统模型参数存在不确定性, 而以时滞常数变化最为显著. 本文针对时滞系统参数不确定的特点, 给出了鲁棒 PID 控制器的设计方法. 与上述方法相比, 本文算法简单, 并可迅速得出所有鲁棒 PID 控制器参数集, 从而提高了工业控制过程中 PID 控制器的设计效率.

2　问题描述

工业控制过程中绝大多数系统可用一阶时滞系统来近似[1], 其控制系统框图如图 1 所示. 其中: $r(t)$ 为系统输入, $u(t)$ 为控制信号, $y(t)$ 为系统输出; $G(s)$ 为参数不确定一阶时滞系统, 即

图 1　控制系统框图

$$G(s) = \frac{k}{Ts+1}e^{-Ls}, \tag{1}$$

式中: $k \in [k_1, k_2]$ 为系统静态增益, $L \in [L_1, L_2]$ 为系统时滞常数, $T \in [T_1, T_2]$ 为系统时间常数; $C(s)$ 为控制器, 本文考虑PI 控制器和 PID 控制器两种情形, 即

PI 控制器

$$C(s) = k_p + k_i/s, \tag{2}$$

PID 控制器

$$C(s) = k_p + k_i/s + k_d s. \tag{3}$$

其中: k_p 为比例系数, k_i 为积分系数, k_d 为微分系数. 如何整定PI 或PID 控制器参数, 使整个对象族 $G(s)$ 稳定, 是本文所要解决的问题.

3　稳定区域算法

3.1　PI 控制情形

对于式(1) 描述的一阶时滞系统 $G(s)$, 在 PI 控制情形下, 闭环控制系统的特征多项式为

$$\delta(s) = (Ts+1)s + ke^{-Ls}(k_p s + k_i). \tag{4}$$

令 $s = j\omega, \omega \in (0, +\infty)$, 代入式(4), 得

$$\delta(j\omega) = (j\omega T + 1)j\omega + ke^{-j\omega L}(k_p j\omega + k_i). \tag{5}$$

注意到 $e^{-j\omega L} = \cos(\omega L) - j\sin(\omega L)$, 则式(5) 可化为

$$\delta(j\omega) = -\omega^2 T + kk_p\omega\sin(\omega L) + kk_i\cos(\omega L) + j[\omega + kk_p\omega\cos(\omega L) - kk_i\sin(\omega L)]. \tag{6}$$

令 $\delta(j\omega) = 0$, 可得

$$\begin{cases} k_p\omega\sin(\omega L) + k_i\cos(\omega L) = \omega^2 T/k, \\ k_p\omega\cos(\omega L) - k_i\sin(\omega L) = -\omega/k. \end{cases} \tag{7}$$

解方程组(7), 得

$$\begin{cases} k_p = [T\omega\sin(\omega L) - \cos(\omega L)]/k, \\ k_i = [T\omega^2\cos(\omega L) + \omega\sin(\omega L)]/k. \end{cases} \tag{8}$$

根据式(8), 可在 k_p-k_i 平面上绘出稳定边界线 $l(k_p, k_i, \omega)$. 稳定边界线将 k_p-k_i 平面分割成稳定区域和不稳定区域. 在每个区域分别选取一个测试点 (k_p, k_i), 则可确定该区域是否为稳定区域. 绘制稳定边界曲线时, 频率 ω 的遍历取值非常重要. 根据文献[9] 的结果, 令 $s = j\omega, \omega \in (0, +\infty)$, 当 $\mathrm{Im}\, G(j\omega) = 0$ 时, ω 轴被方程 $\mathrm{Im}\, G(j\omega) = 0$ 的正实根分割成不同的区间, 测试每一区间便可确定是否存在相应的稳定区域.

记 ω^* 为方程 $\mathrm{Im}\, G(j\omega) = 0$ 的根, 则 ω^* 必满足 $T\omega^*\cos(\omega^* L) + \sin(\omega^* L) = 0$. 经测试可知, 若 $T > 0$, 则只有当 $\omega^* \in (\pi/(2L), \pi/L)$ 时, 在 $(0, \omega^*)$ 上存在稳定区域; 若 $T < 0$, 则只有当 $\omega^* \in (0, \pi/(2L))$ 时, 在 $(0, \omega^*)$ 上存在稳定区域. 由式(8) 可得 $k_i(\omega^*, L) = 0$, 则 ω^* 为 k_p-k_i 平面上稳定边界线第 1 次与 k_p 轴相交时所对应的 ω 值($\omega^* \neq 0$). 解方程 $\mathrm{Im}\, G(j\omega) = 0$, 可求得 ω^*, 即只要在 $(0, \omega^*)$ 区间绘制稳定边界线, 便可得出所有控制器的稳定区域.

当被控系统 $G(s)$ 为开环不稳定时滞过程时, 使该系统稳定的 PI 控制器的存在是有条件的. 这里给出PI 控制器的存在性定理. 为表述方便, 将式(1) 改写为

$$G(s) = \frac{k}{Ts-1}e^{-Ls}. \tag{9}$$

其中: $L > 0, k > 0, T > 0$.

定理 1　对于式(9) 描述的一阶不稳定时滞系统, 存在PI 控制器使该系统稳定的必要条件是 $L/T < 1$.

证明　根据式(8), 不同的 L/T 值对应的系统在

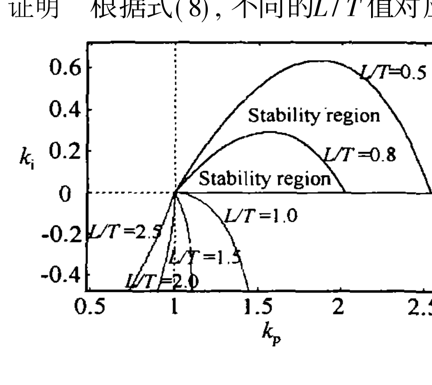


图 2　不同 L/T 值对应的稳定边界线

©1994-2018 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

k_p-k_i 平面上的稳定区域如图2 所示. 由图2 可知, 若稳定的 PI 控制器存在, 则有

$$\lim_{\omega\to 0^+}\frac{dk_i}{dk_p} > 0. \tag{10}$$

即

$$\lim_{\omega\to 0^+}\frac{dk_i}{dk_p} =$$

$$\lim_{\omega\to 0^+}\frac{2T\omega\cos(\omega L)-TL\omega^2\sin(\omega L)-\sin(\omega L)-\omega L\cos(\omega L)}{T\sin(\omega L)+TL\omega\cos(\omega L)-L\sin(\omega L)} =$$

$$\lim_{\omega\to 0^+}\frac{\frac{2T}{L}\cos(\omega L)-TL\omega^2\frac{\sin(\omega L)}{\omega L}-\frac{\sin(\omega L)}{\omega L}-\cos(\omega L)}{T\frac{\sin(\omega L)}{\omega L}+T\cos(\omega L)-L\frac{\sin(\omega L)}{\omega L}} =$$

$$\frac{2(1-L/T)}{L(2-L/T)} > 0. \tag{11}$$

由此可得 $L/T < 1$ 或 $L/T > 2$. 由图2 知 $L/T > 2$, 不存在稳定区域, 故舍去, 从而得 $L/T < 1$. □

3.2 PID 控制情形

与 PI 控制情形类似, 对于式(1) 描述的一阶时滞系统, 对应式(7) 不难得到

$$\begin{cases} k_p\omega\sin(\omega L)+k_i\cos(\omega L)- \\ k_d\omega^2\cos(\omega L)=\omega^2T/k, \\ k_p\omega\cos(\omega L)-k_i\sin(\omega L)+ \\ k_d\omega^2\sin(\omega L)=-\omega/k. \end{cases} \tag{12}$$

固定 k_d 值, 可解得

$$\begin{cases} k_p=[T\omega\sin(\omega L)-\cos(\omega L)]/k, \\ k_i=[T\omega^2\cos(\omega L)+\omega\sin(\omega L)+ \\ \quad kk_d\omega^2]/k. \end{cases} \tag{13}$$

根据式(13), 在 k_p-k_i 平面上绘出稳定边界线, 便可得出对应的稳定区域. 注意到式(13) 中 k_p 值与 k_d 值无关, 故可通过遍历 k_d 值, 在 k_p-k_i 平面上绘出稳定边界线, 以确定所有稳定的 k_p 值区间. 同理, 固定 k_i 值, 在 k_p-k_d 平面上亦可确定对应的 PID 控制器稳定区域.

当固定 k_p 值时, 解方程(12) 存在分母为零的情形, 故不能由此方法确定 k_d-k_i 平面上 PID 控制器的稳定区域. 对同一 k_p 值, k_d-k_i 平面上 PID 控制器的稳定区域是由若干条直线围成的凸集[10]. 根据这一特点, 结合 k_p-k_i 平面和 k_p-k_d 平面上的稳定边界线, 选取对应的交点, 同样可确定 k_d-k_i 平面上 PID 控制器的稳定区域.

当被控系统 $G(s)$ 为开环不稳定时滞过程时, PID 控制器的存在是有条件的. 这里给出 PID 控制器的存在性定理:

定理 2　对于式(9) 描述的一阶不稳定时滞系统, 存在 PID 控制器使该系统稳定的必要条件是 $L/T < 2$.

注意到式(13) 的 k_p 值与 k_d 值无关, 故由 k_p-k_i 平面上的稳定边界线, 仿照定理 1 即可证明本定理.

4 鲁棒 PID 控制器设计

n 阶时滞系统的准特征多项式可描述为

$$p(s)=a_{00}s^n+\sum_{i=1}^{n}(\sum_{k=0}^{N}a_{ik}e^{-h_ks})s^{n-i}. \tag{14}$$

其中: $a_{ik}=\alpha_k+j\beta_{ik}, \alpha_{ik}, \beta_{ik}\in R(i\neq 0)$ 为常量, $a_{00}\neq 0$; $0=h_0<h_1<\cdots<h_N$, h_k 为对应于系统时滞常数的常量.

对于 n 阶参数不确定时滞系统, 其准特征多项式族可描述为

$$P\cdot$$

$$\{p(s)\mid p(s)=a_{00}s^n+\sum_{i=1}^{n}(\sum_{k=0}^{N}a_{ik}e^{-h_ks})s^{n-i},$$

$$(a_{00},a_{10},\cdots,a_{1N},\cdots,a_{nN})\in F, a_{00}\neq 0\}, \tag{15}$$

其中 $F\in C^{nN+n+1}$ 为不确定参数集. 本文考虑的参数不确定时滞系统族准多项式族, 是由 n 阶准多项式 $p_1(s), p_2(s), \cdots, p_r(s)$ 所生成的准多项式多面体, 即

$$P\cdot \mathrm{conv}\{p_1(s), p_2(s), \cdots, p_r(s)\}, \tag{16}$$

其中 conv 表示凸生成. 若 P 为实多项式族, 则准多项式 $p_i(s)$ 首系数必须同号[11].

定义 1[11]　若 D 为复平面上对称于实数轴的任一区域, 则称时滞系统(1) 是 D 稳定的, 当且仅当由式(14) 描述的准多项式的所有零点均在 D 内. 若 D 为左半平面, 且由式(14) 描述的准多项式的所有零点均在 D 内, 则称 $p(s)$ 是稳定的.

引理 1[11]　考虑由式(16) 描述的 n 阶准多项式多面体 P, D 为复平面上对称于实数轴的任一区域, x 和 y 为复平面上的两点, 满足对任一给定点 $x\in D^C$ (D^C 表示 D 在复平面的补集) 和任一 $M>0$, 存在实数 α. 若点 y 满足 $|y|\geq M$ 且 $\mathrm{Re}(y)\geq\alpha$, 则在 D^C 内总能找到一条由 x 通向 y 的连续路径, 使 P 是 D 稳定的, 当且仅当 P 的所有棱边均是 D 稳定的.

对于式(1) 描述的一阶时滞系统, 令

$$G_i(s)=\frac{k_j}{T_js+1}e^{-L_js}, j=1,2, i=1,2,\cdots,8, \tag{17}$$

则一阶参数不确定时滞系统族可描述为

$$T(s)=\sum_{i=1}^{r}\lambda G_i(s), \lambda\geq 0, \sum_{i=1}^{r}\lambda=1, r=8. \tag{18}$$

定理 3　考虑式(18) 描述的一阶参数不确定时滞系统族 $T(s)$, 用 PI 控制器进行控制, 使该系统

?1994-2018 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

族 $T(s)$ 稳定, 当且仅当用同一 PI 控制器使每一 $G_i(s)$ 稳定.

证明　令闭环控制系统的开环传递函数为

$$F_i(s) = \frac{q_i(s)}{p_i(s)}, i = 1, 2, \cdots, r = 8, \tag{19}$$

其中 $p_i(s)$ 和 $q_i(s)$ 为准多项式. 则由式(18) 描述的一阶参数不确定时滞系统族的特征多项式可描述为

$$P \cdot \mathrm{conv}\{(F_1(s) + 1)p_1(s), (F_2(s) + 1)p_2(s), \cdots, (F_r(s) + 1)p_r(s)\}. \tag{20}$$

取 D 为复平面左半平面, 对任一给定点 $x \in D^C$ 和任一 $M > 0$, 存在实数 α. 若点 y 满足 $|y| \geq M$ 且 $\mathrm{Re}(y) \geq \alpha$, 则在 D^C 内总能找到一条由 x 通向 y 的连续路径. 根据引理 1, 要使 $T(s)$ 稳定, 只需使 $T(s)$ 的准特征多项式族 P 的每一棱边 $(F_i(s) + 1)p_i(s)$ 是 D 稳定的即可. 注意到 $(F_i(s) + 1)p_i(s)$ 为 $G_i(s)$ 的闭环特征多项式, 使每一 $(F_i(s) + 1)p_i(s)$ 是 D 稳定的即使 $G_i(s)$ 是稳定的. □

定理 4　考虑式(18) 描述的一阶参数不确定时滞系统族 $T(s)$, 用 PID 控制器进行控制, 使该系统族 $T(s)$ 稳定, 当且仅当用同一 PID 控制器使每一 $G_i(s)$ 稳定.

仿照定理 3 的证明很容易证得本定理.

对于实际工程控制器设计而言, 满意控制[12] 认为: 控制系统设计要求不是某单一性能指标达到最优, 而是必须同时满足由多种性能指标所构成的控制性能期望指标集. 根据实际工程对控制器设计的要求, 可选择相应的性能指标, 如动态误差系数、系统最大开环增益、调节时间、超调量等时域性能指标, 以及幅值裕度、相角裕度等开环频域性能指标和鲁棒性能指标, 在所求 PID 控制器参数区域内选择同时满足各种性能指标的参数, 便可使被控系统达到所期望的性能要求.

5　数值算例

例 1　考虑文献[13] 中一阶参数不确定时滞过程

$$G(s) = \frac{k e^{-Ls}}{Ts + 1}, \tag{21}$$

其中: $L \in [1, 2]$, $k \in [1, 2]$, $T \in [1, 2]$. 由式(17) 可得如下 8 个棱边系统:

$$G_1(s) = \frac{e^{-s}}{s + 1}, G_2(s) = \frac{e^{-s}}{2s + 1},$$

$$G_3(s) = \frac{2e^{-s}}{s + 1}, G_4(s) = \frac{2e^{-s}}{2s + 1},$$

$$G_5(s) = \frac{e^{-2s}}{s + 1}, G_6(s) = \frac{e^{-2s}}{2s + 1},$$

$$G_7(s) = \frac{2e^{-2s}}{s + 1}, G_8(s) = \frac{2e^{-2s}}{2s + 1}.$$

根据 3.1 节 PI 控制器稳定区域算法, k_p-k_i 平面上 8 个棱边系统所对应的稳定区域如图 3 所示. 由定理 3 可知, 当且仅当 8 个棱边系统同时稳定时, 则 $G(s)$ 即为稳定的. 图 3 中阴影部分为 8 个棱边系统稳定区域的交集, 即为所求 PI 控制器的稳定区域. 在该区域上任选控制器参数 (k_p, k_i), 系统(21) 均为稳定的.

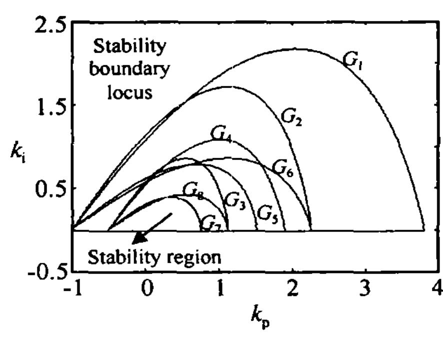


图 3　例 1 PI 控制器的稳定区域

例 2　考虑如下一阶参数不确定时滞过程:

$$G(s) = \frac{k e^{-Ls}}{Ts - 1}, \tag{22}$$

其中: $L \in [1, 1.2]$, $k \in [0.8, 1]$, $T \in [1, 1.5]$. 则存在 $L/T > 1$ 的情况, 由定理 1 知, 不存在 PI 控制器使该系统族稳定; 但 $L/T < 2$, 故可用 PID 控制器进行控制. 由式(17) 可得如下 8 个棱边系统:

$$G_1(s) = \frac{0.8e^{-s}}{s - 1}, G_2(s) = \frac{0.8e^{-s}}{1.5s - 1},$$

$$G_3(s) = \frac{e^{-s}}{s - 1}, G_4(s) = \frac{e^{-s}}{1.5s - 1},$$

$$G_5(s) = \frac{0.8e^{-1.2s}}{s - 1}, G_6(s) = \frac{0.8e^{-1.2s}}{1.5s - 1},$$

$$G_7(s) = \frac{e^{-1.2s}}{s - 1}, G_8(s) = \frac{e^{-1.2s}}{1.5s - 1}.$$

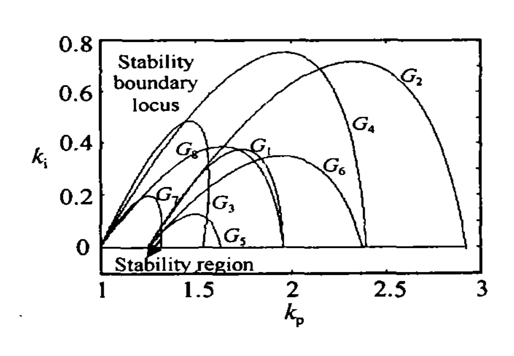


图 4　例 2 PID 控制器的稳定区域

?1994-2018 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

根据 3.2 节 PID 控制器稳定区域算法, 取 k_d = 0.75, k_p-k_i 平面上 8 个棱边系统所对应的稳定区域如图 4 所示. 由定理 4 知, 8 个棱边系统稳定区域的交集即为所求控制器的参数区域. 在该区域上任选控制器参数(k_p, k_i, k_d = 0.75), 系统(22) 均为稳定的.

6 结 论

本文给出一种快速计算所有鲁棒 PI 和鲁棒 PID 控制器参数集的方法. 该方法首先基于推广到时滞系统的棱边定理, 在 k_p-k_i 平面上绘制各个棱边系统的稳定边界线; 然后确定所有稳定区域的交集, 即为所求控制器参数集. 数值算例表明了该方法的优越性和有效性.

参考文献(References):

[1] Astrom K J, Hagglund T. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning* [M]. Research Triangle Park: Instrument Society of American, 1995.

[2] Kimura H. Robust stability for a class of transfer functions[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1984, 29(9): 788-793.

[3] Doyle J, Glover K, Khargonekar P, et al. State space solution to standard H_2 and H_∞ control problem [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1989, 34(8): 831-847.

[4] Keel L H, Bhattacharyya S P. Robust, fragile or optimal[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1997, 42(8): 1098-1125.

[5] Silva G J, Datta A, Bhattacharyya S P. On the stability and controller robustness of some popular PID tuning rules[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2003, 48(9): 1638-1641.

[6] Silva G J, Datta A, Bhattacharyya S P. Robust control design using the PID controller[A]. *Proc of the 41st IEEE Conf on Decision and Control*[C]. Las Vegas, 2002. 1313-1318.

[7] Ziegler J G, Nichols N B. Optimum settings for automatic controllers[J]. *IEEE Trans on ASME*, 1942, 64: 759-768.

[8] Smith O J. A controller to overcome dead time[J]. *ISA J*, 1959, 6(2): 28-33.

[9] Soylemez M T, Munro N, Baki H. Fast calculation of stabilizing PID controllers[J]. *Automatica*, 2003, 39(1): 121-126.

[10] Ho M T, Datta A, Bhattacharyya S P. A linear programming characterization of all stabilizing PID controllers[A]. *Proc of the American Control Conf* [C]. Albuquerque, 1997. 3922-3928.

[11] Fu M, Olbrot A W, Polis M P. Robust stability for time-delay systems: The edge theorem and graphical tests[A]. *Proc of the 27th Conf on Decision and Control*[C]. Austin, 1988. 98-104.

[12] Guo Zhi. A survey of satisfying control and estimation [A]. *Proc of the 14th IFAC World Congress*[C]. Beijing, 1999. 443-447.

[13] Garcia S M, Guillen J C, Ibarrola J J. Robust controller design for uncertain systems with variable time delay[J]. *Control Engineering Practice*, 2001, 9(9): 961-972.

(上接第 1177 页)

参考文献(References):

[1] Widrow B, Walach E. *Adaptive Inverse Control*[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1996.

[2] Astrom K J, Wittenmark B. *Adaptive Control* [M]. MA: Addison-Wesley, 1989.

[3] 沈福民. 自适应信号处理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001. 204-211.

[4] Widrow B, Mcool J M, Glover J R. Adaptive noise canceling: Principles and applications[J]. *Proc IEEE*, 1975, 63(12): 1692-1716.

[5] 严平凡, 张长水. 人工神经网络与模拟进化计算[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002. 40-48.

[6] Gross D C, Rattan K S. Adaptive multilayer neural network for trajectory tracking control of a pneumatic cylinder[A]. *Proc of the 1998 IEEE Int Conf on Systems, Man and Cybernetics*[C]. San Diego, 1998. 1662-1667.

[7] Euliano R Neil. Adaptive and neural inverse control: Adaptively controlling a ventilator[J]. *PCAI*, 2000, 14(3): 24-27.

[8] 张智星, 孙春在, 水谷 英二. 神经-模糊和软计算[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2000.

[9] Widrow B, Walach E. 刘树棠, 韩崇昭译. 自适应逆控制[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2000.

?1994-2018 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net